

Extracción de modelos casi-estáticos para dispositivos no-lineales a partir de medidas en el dominio de la frecuencia

Sergio Pérez Parras, Teresa Martín Guerrero, Janie D. Baños Polglase, Carlos Camacho Peñalosa

{sergio, teresa, jbanos, ccp}@ic.uma.es.

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Málaga, Andalucía Tech, E.T.S. Ingeniería de Telecomunicación, Bulevar Louis Pasteur 35, 29010 Málaga.

Abstract- In this contribution an extraction method already proposed by authors and suitable for FET-type devices that could be represented by a quasi-static model is illustrated. For the first time, the method is applied to a FET embedded in a parasitic shell and fed at each port with sources that include internal impedances. The main impact of adding these elements is that intrinsic voltages that control the nonlinear current and charge sources of the model to be extracted are not ideal monochromatic signals. The results show that the extraction method works with these more realistic control voltages at the expense of an important reduction of the range of control voltages with respect to the ideal case. The dependence of the results on the input power level is also assessed. Results demonstrate that the method is still valid under realistic conditions and it is ready to be applied to experimental results.

I. INTRODUCCIÓN

El diseño de circuitos para los sistemas y subsistemas de RF requiere modelos que reproduzcan fielmente el comportamiento de sus componentes. En particular, el modelado de transistores no deja de ser un reto para los ingenieros. La tecnología evoluciona para adaptarse a los requisitos de potencia y velocidad que precisan los nuevos servicios de comunicaciones, dando lugar a nuevos dispositivos y nuevos modos de funcionamiento para los mismos. Por ejemplo, los dispositivos de GaN trabajan con tensiones de alimentación del orden de las decenas de voltios, con potencias de salida que pueden llegar a ser de varios cientos de vatios. Las prestaciones óptimas de estos dispositivos se obtienen en casi todos los casos en régimen de gran señal. La instrumentación ha acompañado estos avances y se dispone ya de equipos fiables de medida que permiten caracterizar los dispositivos en niveles de potencia y márgenes de frecuencia muy semejantes a los de la aplicación a la que se destinan.

En este contexto, los modelos de transistor basados en

circuitos equivalentes siguen siendo de enorme interés para el diseño de circuitos. En particular, los modelos compactos basados en la aproximación casi-estática (ver Fig. 1) son de los más citados en la literatura. Un modelo de este tipo para un transistor en fuente común es un circuito con dos puertos dotado en cada uno de ellos de una fuente controlada de carga y otra de corriente. En condiciones casi-estáticas, ambas fuentes se pueden describir como funciones no-lineales de los valores instantáneos de las tensiones en cada uno de los puertos.

Si bien la aproximación casi-estática tiene limitaciones desde el punto de vista teórico, desde el punto de vista práctico se ha mostrado enormemente eficiente para el modelado de dispositivos ya que:

- Suponen un buen compromiso entre la descripción empírica (como pueden ser los modelos numéricos tabulares) y la descripción basada en la física del dispositivo.
- Son modelos compactos, con un circuito equivalente fácil de incorporar a herramientas de simulación CAD.
- Se cuenta con diversas estrategias de extracción de sus parámetros [1-4].

En esta comunicación se abordan algunos aspectos prácticos de la implementación de una de estas técnicas de extracción ya propuesta por los autores en [4,5]. Para ello se utilizará un ejemplo numérico obtenido tras la simulación de un dispositivo teórico usando una herramienta comercial de balance armónico.

II. LA TÉCNICA DE EXTRACCIÓN

Se resumen aquí las características básicas de la técnica de extracción analizada en esta comunicación, y que ya se presentó en [4].

La técnica de extracción es válida para dispositivos que, en el plano intrínseco, presenten un comportamiento asimilable al circuito de la Fig. 1. Los datos de entrada serán las componentes espectrales de las tensiones y corrientes en los terminales del dispositivo intrínseco. Estas componentes pueden obtenerse directamente en el dominio de la frecuencia, o calcularse a partir de las formas de onda.

Con este modelo, la corriente de entrada en cada puerto ($i_{g,d}^T$) se podrá expresar como suma de dos contribuciones: una corriente conductiva ($i_{g,d}$) y una componente de

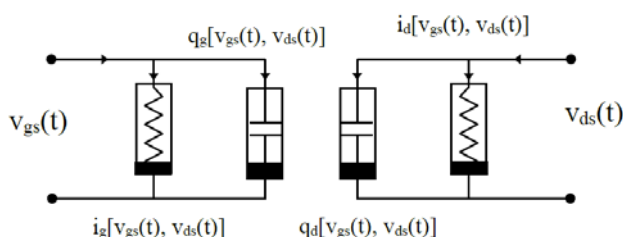


Fig. 1. Modelo casi-estático para transistores tipo FET en fuente común.

desplazamiento ($i_{g,d}^d$) que será el resultado de la derivada temporal de la función de carga ($q_{g,d}$):

$$i_{g,d}^T = i_{g,d}(v_g, v_d) + i_{g,d}^d(v_g, v_d) = i_{g,d}(v_g, v_d) + \frac{dq_{g,d}(v_g, v_d)}{dt} \quad (1)$$

Para aprovechar todas las prestaciones de la técnica se requiere que el dispositivo esté alimentado con suficiente potencia como para que sean evidentes sus propiedades no-lineales. Además, deberá estar polarizado en un punto de trabajo cercano al que vaya a ser utilizado en la aplicación a la que se destine el modelo. Se entiende que se dispone de información en un ancho de banda suficiente como para no perder información fundamental de las características de las señales.

Con lo anterior, el método propuesto es capaz de calcular los coeficientes espectrales de las componentes de la corriente en cada puerto, separando la componente conductiva de la capacitiva o de desplazamiento. Para ello, se plantea un sistema de ecuaciones, en el que los mencionados coeficientes son las incógnitas, basado en:

- El balance de corrientes en cada puerto

$$I_k^T = I_k + j\omega_k Q_k \quad k = 0 \dots M \quad (2)$$

donde I_k , Q_k y I_k^T representan los coeficientes espectrales de las M componentes en frecuencia de las magnitudes correspondientes de la ecuación (1).

- La relación que existe entre las partes real e imaginaria de los coeficientes espectrales de cada componente en razón al hecho de que son funciones de los valores instantáneos de las tensiones de control v_g y v_d . La relación entre estas partes real e imaginaria (funciones ϕ_1, ϕ_2 en la ecuación (3)) puede obtenerse a partir de la identificación de los instantes de tiempo en los que ambas variables de control son iguales y, por consiguiente, imponen que sean iguales también las magnitudes que controlan [5].

$$[\phi_1(v_g, v_d)] \text{Re}[\bar{X}] = [\phi_2(v_g, v_d)] \text{Im}[\bar{X}] \quad (3)$$

siendo \bar{X} , en general, el vector de coeficientes espectrales de la corriente (I_k) de conducción o de la carga (Q_k).

Como resultado se obtendrán las cuatro funciones no-lineales de la ecuación (1). En un primer paso, el método proporciona los valores de dichas funciones muestreadas en el plano $v_g - v_d$, siempre dentro del margen de valores recorridos por las señales empleadas en la caracterización. Es por esto por lo que resulta indispensable que el dispositivo esté alimentado por ambos puertos y a dos frecuencias diferentes que, además, han de ser incommensurables (e idealmente independientes) para conseguir así un barrido eficaz de todo el plano $v_g - v_d$.

III. EJEMPLO DE APLICACIÓN

En [4] la técnica mencionada se ilustra con ejemplos puramente analíticos y/o numéricos idealizados. En esos ejemplos, los dispositivos estaban conectados a fuentes de tensión ideales por lo que el plano $v_g - v_d$ que se recorría se podía decidir, a priori, sin más que ajustar las amplitudes de los generadores de tensión. Dichos experimentos resultan de gran valor para poner a punto la técnica, pero es preciso realizar ejemplos en condiciones más realistas como paso previo a la aplicación a resultados experimentales.

Con este fin se ha realizado la experiencia que se describe a continuación. Utilizando una herramienta comercial de

análisis no-lineal (balance armónico) se analiza el circuito esquematizado en la Fig. 2. Para garantizar la hipótesis casi-estática se ha construido un dispositivo intrínseco con la siguiente estructura:

- Componente resistiva: una fuente de corriente (I_{DS}) basada en el modelo de Curtice [6].
- Componente de desplazamiento: se han añadido capacidades no-lineales del tipo empleado para diodos PIN. Además, se ha añadido una pequeña capacidad lineal (C_{DS}).

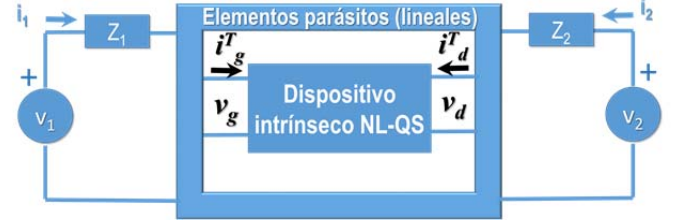


Fig. 2. Modelo simplificado de transistor FET

Los parámetros del modelo se han fijado usando como referencia las características de un dispositivo HEMT-GaAs comercial¹. Los elementos parásitos que se han incluido son los que sugiere el fabricante para este mismo dispositivo. Las frecuencias de excitación elegidas son, en el puerto 1, $f_1=5$ y en el puerto 2, $f_2=6.85$ GHz. Los criterios para la elección de las frecuencias (relación entre ellas) se pueden encontrar en [3], donde los autores hacen medidas en condiciones similares a las que se requieren para este método de extracción. A estas frecuencias la componente de desplazamiento y la de conducción tienen, además, valores similares, siendo la de desplazamiento ligeramente inferior. La respuesta del circuito se ha calculado haciendo uso de una herramienta comercial de análisis de circuito basada en la técnica del balance armónico.

En la Fig. 3 se muestran los valores recorridos por las tensiones en los distintos planos del circuito analizado. El dispositivo se ha polarizado a $V_{GS}=-1$ V y $V_{DS}=5.5$ V. En este primer ejemplo, la potencia en cada puerto es de 25 dBm. Se ha incluido el plano que se recorrería en caso de contar, como en los experimentos preliminares, con un par de fuentes ideales (en la fig. 2, $Z_1=Z_2=0$) en los puertos de acceso del dispositivo.

Se puede comprobar que la presencia de una fuente real ya reduce notablemente la región de valores $v_g - v_d$ en los que puede caracterizarse el dispositivo. Si se tiene una capa de elementos parásitos, la reducción de esta región es aún más evidente. Es, por tanto, el margen de valores de tensión representados en azul en la Fig. 3, el que puede ser utilizado para muestrear las funciones no-lineales que describen el modelo.

Es preciso resaltar la importancia que tiene la extracción correcta de los elementos parásitos. En la Fig.3 se aprecia de forma evidente la diferencia que hay entre las tensiones intrínsecas y las tensiones en los puertos de acceso.

¹ Por cuestiones de brevedad no se incluyen aquí los detalles de los modelos, que pueden solicitarse a los autores en todo momento.

Los resultados de la extracción en el caso de la corriente de drenador se representan en la Fig. 4(a) y (b). Se muestra, en primer término, la forma de onda de la componente de conducción, comparando la corriente extraída con la corriente generada por la fuente I_{DS} del simulador. Se han incluido también los coeficientes del desarrollo en serie de Fourier (separando partes real e imaginaria) de ambas corrientes. Debe tenerse en cuenta que estos coeficientes son el primer resultado neto del procedimiento de extracción. En la Fig. 5(a) se muestra el resultado para la carga extraída. En este caso no se dispone de datos de la carga simulada por lo que, para dar prueba de la calidad del modelo, se representa en la Fig. 5 (b) la corriente total obtenida al sumar la corriente de conducción con la derivada temporal de la carga y se compara con la corriente de drenador total obtenida por el simulador.

IV. DEPENDENCIA DEL MODELO CON LA POTENCIA

Con el fin de evaluar cualitativamente la sensibilidad del procedimiento de extracción, se han realizado diversas simulaciones variando el nivel de potencia. El objetivo es evaluar en qué medida el modelo resultante de la extracción depende de las condiciones de la caracterización del dispositivo. Es evidente que, siendo un modelo puramente numérico, los resultados no van a contar con la natural dispersión del comportamiento de las medidas reales. No obstante, se considera interesante comprobar cómo influye, en estas condiciones ideales, el nivel de señal en el resultado de la caracterización.

Se han realizado simulaciones inyectando 20 y 22.5 dBm en cada puerto, para comparar con los resultados presentados anteriormente y que corresponden a 25 dBm. En la Fig. 6 (a) se muestran la corriente de conducción en función de las variables de control v_g - v_d para cada uno de estos casos. La Fig. 6 (b) aporta una perspectiva que permite valorar mejor la escasa variabilidad de la función. Las Figs. 7 (a) y Fig. 7 (b) incluyen los resultados para la función de carga. Los resultados presentados corresponden a la corriente de drenador intrínseca.

Resulta evidente que la reducción del nivel de potencia conlleva una reducción del rango de valores de tensión en los que se puede evaluar la función no lineal extraída. No obstante, en el rango de valores en que la comparación es

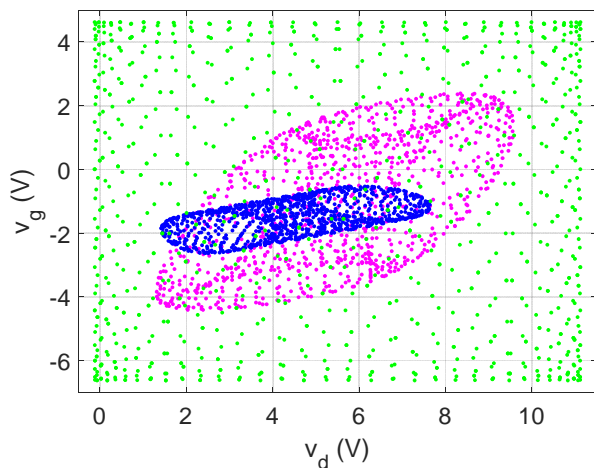


Fig. 3. Valores de las tensiones de control en los terminales extrínsecos con fuentes ideales (verde) y con fuentes reales (rosa). En azul, tensiones de control en el plano intrínseco

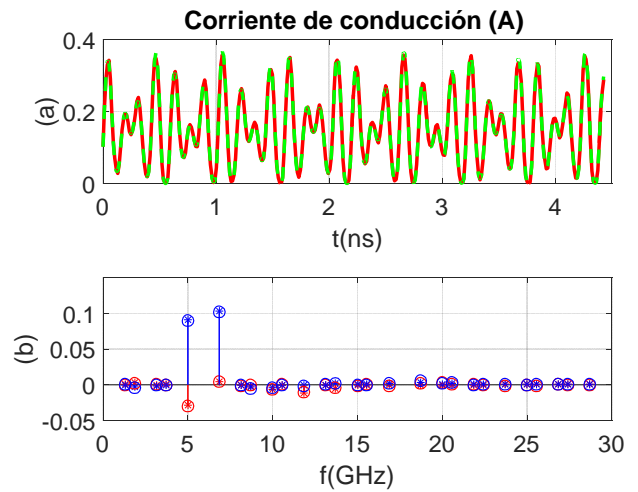


Fig. 4. (a) Corriente de conducción ($i_g(t)$) modelada (roja) y extraída (verde). (b) Partes real (rojo) e imaginaria (azul) de los coeficientes espectrales I_k , modelados (o) y extraídos (*).

posible, puede observarse que el resultado de la extracción es esencialmente independiente de la potencia. Parece indicar que las variaciones con la potencia que puedan observarse en un caso real responderán a fenómenos físicos en los dispositivos y no serán consecuencia del método de extracción.

V. CONCLUSIONES

Se ha presentado un ejemplo de aplicación de un método de extracción de modelos casi-estáticos para transistores tipo FET basado en el procesamiento de las tensiones intrínsecas de entrada y salida expresadas en el dominio de la frecuencia. El método se muestra eficaz para separar las componentes de conducción y de desplazamiento, y permite obtener el muestreo de las funciones no-lineales de corriente y carga en el plano de las tensiones de control.

El ejemplo se basa en un transistor ideal formado por una fuente de corriente tipo Curtice, dos capacidades no-lineales y una capacidad lineal, analizado con una herramienta comercial de balance armónico. Se han estudiado los efectos de los elementos parásitos en el rango de valores sobre los que se puede analizar el comportamiento de las funciones no-lineales que describen el modelo.

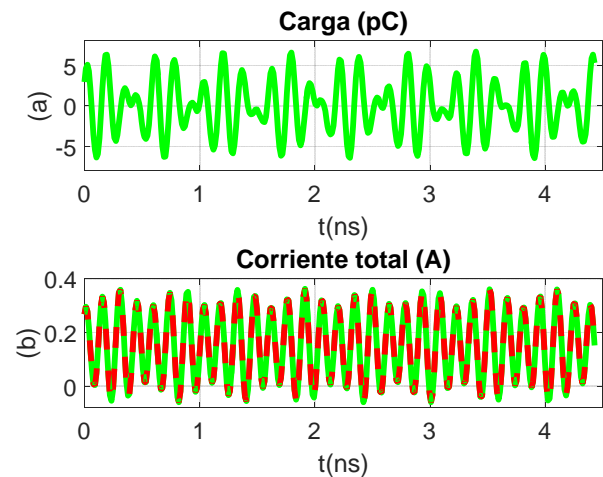


Fig. 5. (a) Carga ($q(t)$) extraída (verde). (b) Corriente total modelada (roja) y reconstruida a partir de las componentes extraídas (verde)

Se ha estudiado también la sensibilidad del resultado de la extracción ante cambios en la potencia inyectada en ambos puertos. En el caso analizado, se puede comprobar que el modelo resultante es bastante estable ante estas variaciones. En la actualidad se trabaja en la aplicación de la técnica propuesta a resultados experimentales.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Plan Propio de Investigación y Transferencia de la Universidad de Málaga-Andalucía Tech.

REFERENCIAS

- [1] D. Schreurs, J. Verspecht, B. Nauwelaers, A. Van de Capelle, and M. Van Rossum, "Direct extraction of the non-linear model for two-port devices from vectorial non-linear network analyzer measurements," in Proc. 27th Eur. Microw. Conf., pp. 921-926, 1997.
- [2] M. C. Currás-Francos, P. J. Tasker, M. Fernández-Barciela, Y. Campos-Roca, E. Sánchez, "Direct extraction of nonlinear FET Q-V functions from time domain large signal measurements", *IEEE Microw. Guided Wave Lett.* vol. 10, no. 12, pp. 531-533, Dec. 2000.
- [3] D. Niessen, G.P. Gibiino, R. Cignani, A. Santarelli, D.M.M.-P. Schreurs, and F. Filicori, "Charge-Controlled GaN FET Modeling by Displacement Current Integration from Frequency-Domain NVNA Measurements," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, pp. 4382-4393, Dec. 2016.
- [4] S. Pérez-Parras, T.M. Martín Guerrero, J.D. Baños-Polglase, C.

Camacho-Peñalosa, "Frequency Domain-Based Method for Two-Port Nonlinear Quasi-Static Model Extraction from Large-Signal Waveforms", to be presented at 13th European Microwave Integrated circuit Congerence, EuMIC 2018, 24-25 Sep. 2018, Madrid, Spain.

- [5] C. Camacho-Peñalosa, T.M. Martín-Guerrero, and J.D. Baños-Polglase, "Frequency domain-based extraction method of quasi-static non-linear state functions from large-signal measurements," *International Journal of Microwave and Optical Technology*, vol. 1, pp. 90-99, Jun. 2006.
- [6] W.R. Curtice and M. Ettenberg, "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-33, 1985, p. 1383.

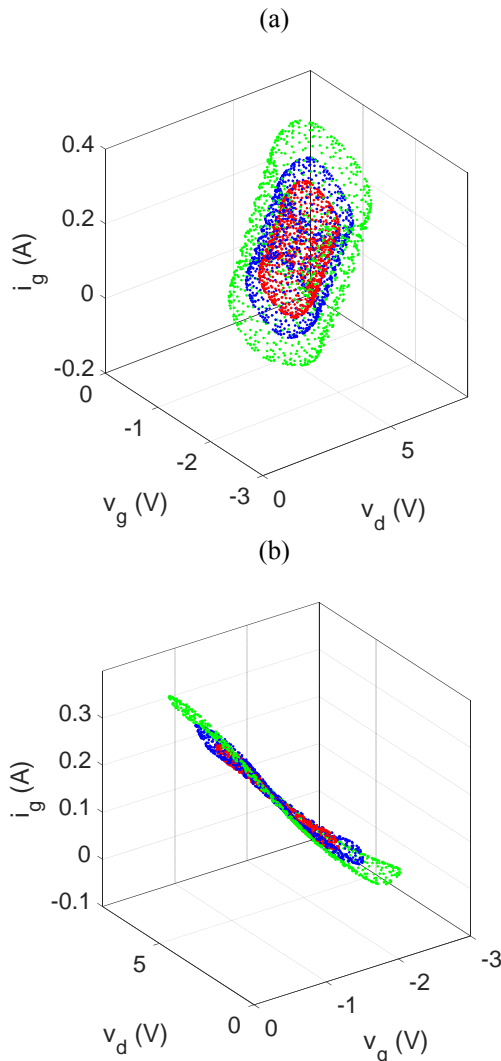


Fig. 6. (a) Corriente de conducción i_g extraída para potencia inyectada de 20.0 dBm (rojo) 22.5 dBm (azul) y 25.0 dBm (verde) en función de las tensiones intrínsecas de control. (b) Lo mismo que en (a) pero con otra perspectiva.

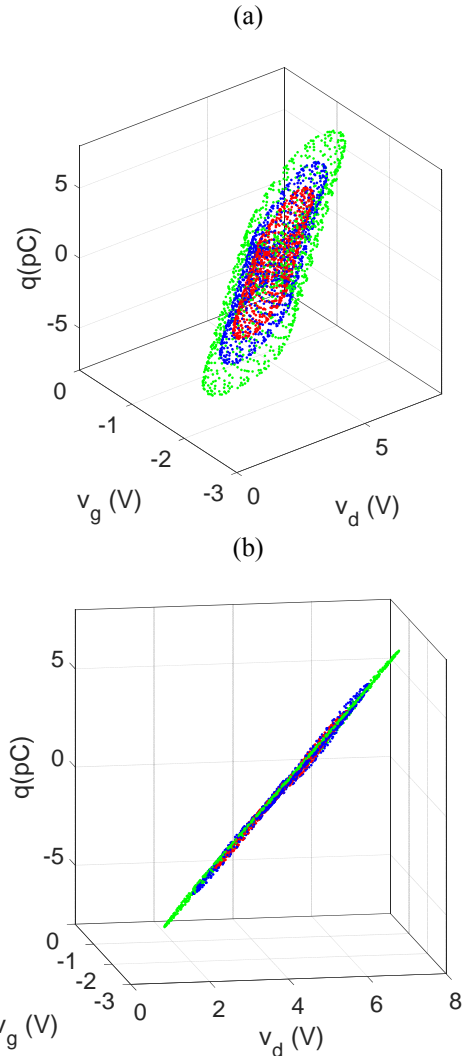


Fig. 7. (a) Carga q extraída para potencia inyectada de 20.0 dBm (rojo) 22.5 dBm (azul) y 25.0 dBm (verde) en función de las tensiones intrínsecas de control. (b) Lo mismo que en (a) pero con otra perspectiva